

Requested Patent: DE4114058A1

Title:

MULTICHANNEL RECEIVER FOR SPREAD-SPECTRUM SIGNAL -  
PROVIDES CORRELATION OF SCANNING VALUES WITH CODE  
SIMULATED IN CODE CONTROL CIRCUIT ;

Abstracted Patent: DE4114058 ;

Publication Date: 1992-11-05 ;

Inventor(s):

WOLF MICHAEL DIPL ING (DE); BROCKE KARL DIPL ING (DE);  
VOGEL DIETMAR DIPL ING (DE) ;

Applicant(s): STANDARD ELEKTRIK LORENZ AG (DE) ;

Application Number: DE19914114058 19910430 ;

Priority Number(s): DE19914114058 19910430 ;

IPC Classification: G01S5/02 ; H04J13/00 ; H04L27/00 ;

Equivalents:

ABSTRACT:

The receiver has a mixer for conversion of a signal into an IF position, and a generator of a quantised sequence of scanning values with a given period. There are correlation elements (20, 30, 40, 50, 60) for recovery of PRN codes from the quantised signal and for carrier signals in respective control circuits. The correlation elements carry out the correlation of each scanning value with the code simulated in the code control circuit of all channels. The same applies for the correlation of each scanning value with carrier signals in the carrier control circuit during the scanning period. In the respective circuits are also formed quadrature components (64), processed in an integration stage (80). USE/ADVANTAGE - Receiver of spread-spectrum signals, e.g. navigation systems, with reduced signals losses for each received channel.

⑬ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES

PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 41 14 058 A 1**

⑤① Int. Cl. 5:  
**H04L 27/00**  
H 04 J 13/00  
G 01 S 5/02

②① Aktenzeichen: P 41 14 058.3  
②② Anmeldetag: 30. 4. 91  
②③ Offenlegungstag: 5. 11. 92

DE 41 14 058 A 1

⑦① Anmelder:  
Standard Elektrik Lorenz AG, 7000 Stuttgart, DE

⑦④ Vertreter:  
Graf, G., Dipl.-Ing., Pat.-Ass., 7000 Stuttgart

⑦② Erfinder:  
Wolf, Michael, Dipl.-Ing., 7070 Schwäbisch Gmünd,  
DE; Vogel, Dietmar, Dipl.-Ing., 7015  
Korntal-Münchingen, DE; Brocke, Karl, Dipl.-Ing.,  
7140 Ludwigsburg, DE

⑤④ Mehrkanalempfänger für bandgespreizte Signale

⑤⑦ Zum Empfang von bandgespreizten Signalen sind zwei verschiedene Empfängerprinzipien bekannt:

1. Sequentielle einkanalige Empfänger, welche die Signale mehrerer Satelliten zyklisch und zeitlich seriell empfangen. Bei n empfangenen Kanälen entstehen Signalverluste, weil jeder Kanal nur für 1/n-tel der Gesamtzeit sein Empfangssignal erhält.

2. Parallelempfänger, bei denen die Hardware n-mal aufgebaut wird. Jedes Satellitensignal wird auf einem Empfangskanal empfangen.

Der erfindungsgemäße Empfänger arbeitet mit einem Oversamplingverfahren bei dem jeder Abtastwert innerhalb der Abtastperiode mit den PRN-Kodes und mit den Trägersignalen aller Kanäle gemischt wird.

Der Empfänger bietet eine höhere Empfangsqualität als sequentielle Empfänger. Gegenüber Parallelempfängern hat er den Vorteil des geringeren Hardwareaufwandes.

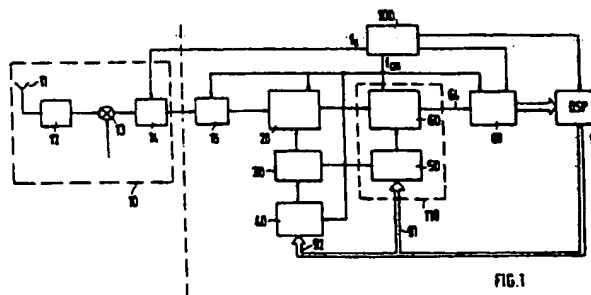


FIG. 1

DE 41 14 058 A 1

## Beschreibung

Die Erfindung geht von einem Empfänger für bandgespreizte Signale aus. Bandgespreizte Signale sind Signale, bei denen ein hochfrequenter Träger mit einem pseudo-statistischen Kode (nachfolgend PRN-Kode genannt) kodiert ist. Dieser Kode zur Spektrumspreizung ist mit einem Modulationssignal, das zur Datenübertragung dient, moduliert. Das Modulationssignal ist häufig ebenfalls ein digitales Signal. In diesem Fall ist also einem ersten digitalen Signal – dem PRN-Kode – zur Datenübertragung ein weiteres digitales Signal überlagert. Die Taktfrequenz für die beiden digitalen Signale ist im allgemeinen sehr unterschiedlich.

Empfänger für bandgespreizte Signale müssen so ausgelegt sein, daß sie die zu empfangenden Signale auch dann aufnehmen können, wenn diese stark veräuscht sind oder sogar im Rauschen untergehen. Das empfangene Signal wird demoduliert, indem das modulierte bandgespreizte Signal im Empfänger mit zeitlich koinzidenten Nachbildungen des Trägersignales und des PRN-Kodes multipliziert wird. Die Nachbildung des Trägersignals und des PRN-Kodes geschieht in schmalbandigen Regelkreisen, um möglichst wenig Rauschen zu erhalten.

Systeme, bei denen bandgespreizte Signale verwendet werden, sind beispielsweise das GPS-Navigationssystem und das GLONASS-Navigationssystem.

Aus den Phasenverschiebungen zwischen den empfangenen Signalen von mindestens vier Sendern und den gespeicherten PRN-Kodes dieser Sender kann einerseits die gemeinsame Systemzeit und andererseits die Position des Empfängers hochgenau bestimmt werden.

Zum Empfang von mehreren Satellitensignalen kann ein Empfänger eingesetzt werden, der  $n$  Kanäle gleichzeitig empfängt, indem die Hardware  $n$ -mal aufgebaut wird. Bei dieser Art von Empfängern bleiben die Regelkreise eingerastet, nachdem das Signal akquiriert wurde. Es findet eine kontinuierliche Verfolgung der Signale aller Kanäle statt, weswegen keine Signalverluste im Empfänger auftreten. Der Nachteil dieses Empfängers liegt in der aufwendigen und kostenintensiven Hardware. Außerdem entstehen Fehler durch Abweichungen der als identisch angenommenen Bauteile verschiedener Empfangskanäle. Nachfolgend wird diese Art von Empfänger "Parallelem Empfänger" genannt.

Eine einfache und kostengünstige Möglichkeit, mehrere Kanäle mit einem einmaligen Hardwareaufwand zu empfangen, besteht darin, die Signale mehrerer Satelliten sequentiell mit einem einkanaligen Empfänger zu empfangen. Dieser Empfänger empfängt eine bestimmte Zeit das Signal eines Satelliten, schaltet aber dann auf das nächste Satellitensignal um, das neu akquiriert werden muß, während das alte Signal verlorengeht.

Die lange Akquisitionszeit wegen der langsamen Regelung der schmalbandigen Regelkreise und damit verbundene Verschlechterung der Meßergebnisse werden vermieden, indem man "Fast-scan"-Empfänger einsetzt. Diese Art von Empfänger schaltet mit einer größeren Umschaltfrequenz zwischen den Signalen der einzelnen Satelliten um, als die Bandbreite der Regelkreise beträgt. Dadurch bleiben die Regelkreise für das Codesignal und für das Trägersignal stets eingerastet, obwohl einer von  $n$  Kanälen nur für ein  $n$ -tel der Gesamtzeit sein Empfangssignal erhält.

Insbesondere bei einem Empfänger mit digitaler Signalverarbeitung ist es möglich, die digitalen Werte für

jeden empfangenen Kanal, auf die jederzeit schnell zugegriffen werden kann, in einem Speicher zu speichern. Das erfordert den Einsatz von Multiplexern und eines digitalen Signalprozessors. Dabei sind alle Empfänger- teile, bis auf die Mittel für den Signalempfang und für die Herabmischung in eine Zwischenfrequenzlage, in digitaler Weise realisiert.

Ein solcher Empfänger für das GPS-Navigationssystem ist aus der US 48 41 544 bekannt.

Es wird darin ein Empfänger beschrieben, der einen für alle Kanäle gemeinsamen, analogen Empfängerteil enthält. Die nachfolgenden digitalen Signalverarbeitungsschaltkreise arbeiten als einkanaliger sequentieller Empfänger oder bevorzugt nach dem "Fast-scan"-Prinzip, wobei die digitalen Signale von jedem Kanal im Speicher gespeichert werden.

Der Nachteil dieses Empfängers liegt in den, im Vergleich zum Parallelem Empfänger, verschlechterten Signal/Rausch-Verhältnissen für jeden einzelnen empfangenen Kanal. Dies ergibt sich aus der Tatsache, daß bei  $n$  empfangenen Kanälen nur jeder  $n$ -te Zeitschlitz in einem Kanal verarbeitet wird. Dadurch ergeben sich Signalverluste.

Aufgabe der Erfindung ist es, einen Mehrkanal-Empfänger für bandgespreizte Signale anzugeben, bei dem die Signalverluste für jeden empfangenen Kanal verringert werden.

Die Lösung dieser Aufgabe erfolgt mit einem Mehrkanalempfänger nach der Lehre des Hauptanspruchs. Weitere Ausgestaltungen der Erfindung sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Die Vorteile des erfindungsgemäßen Mehrkanalempfängers liegen darin, daß im Vergleich zu einem Einkanalempfänger mehrere ( $n$ ) Kanäle gleichzeitig empfangen werden ohne großen zusätzlichen Hardwareaufwand. Die Signalqualität entspricht dagegen der Qualität eines Parallelem Empfänger. Das ergibt sich aus einem Oversamplingverfahren, bei dem jeder Abtastwert im Multiplex-Verfahren mit  $n$  PRN-Kodes und mit  $n$  Trägersignalen (entsprechend den  $n$  Kanälen) korreliert und gemischt wird, bevor der nächste Abtastwert vorliegt. Für jeden Kanal liegt demnach ein Meßwert nach jedem Abtastwert vor, wodurch die Signal/Rausch-Verhältnisse im Vergleich zu einem sequentiellen Empfänger verbessert werden.

Ein weiterer Vorteil des erfindungsgemäßen Empfängers besteht in der Tatsache, daß er als Empfänger für Signale des GPS-Navigationssystems und des GLONASS-Navigationssystems eingesetzt werden kann.

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung wird anhand der Zeichnungen beschrieben und näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 vereinfachtes Blockschaltbild eines Empfängers für bandgespreizte Signale,

Fig. 2 Blockschaltbild des Kode-Korrelators,

Fig. 3 Blockschaltbild des Kode-Generators,

Fig. 4 Blockschaltbild des Kode-NCO,

Fig. 5 Blockschaltbild des Frequenz-Korrelators,

Fig. 6 Blockschaltbild des SIN/COS-Generators,

Fig. 7 Aufbau der zweiten ROM-Tabelle,

Fig. 8 Blockschaltbild der Integrationsstufe.

In Fig. 1 ist ein vereinfachtes Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Empfängers dargestellt. Das von einer Antenne 11 kommende Signal gelangt über eine Aufbereitungseinheit 12 zu einem Mischer 13, wo eine Umsetzung des Signals in eine Zwischenfrequenzlage erfolgt. Das ZF-Signal wird dann in einem A/D-Wandler 14 quantisiert und mit einer Abtastfrequenz  $f_s$  abgeta-

stet.

Im ZF-Teil kann der Empfänger mit oder ohne Quadraturzweig realisiert werden. Dementsprechend liegen entweder zwei Signalzweige (I- und Q-Anteil) oder nur ein Signalzweig zur digitalen Weiterverarbeitung vor. Beispielhaft werden bei der Beschreibung zwei Zweige angenommen.

Um die Verarbeitung des Signals in  $n$  Kanälen durchzuführen, ohne die Hardware  $n$ -mal aufzubauen, wird der Abtastwert in einem Latch 15 während der Zeit  $T_s$  (Abtastperiode) zwischengespeichert. In dieser Zeit wird der Abtastwert nach dem Oversamplingverfahren mit allen  $n$  Kodes und mit allen  $n$  Trägersignalen gemischt, bevor der nächste Abtastwert zwischengespeichert wird.

Die Mischungen erfolgen in einem Koderegelkreis, der einen Kode-Korrelator 20, einen Kode-Generator 30 und einen Kode-NCO 40 enthält und in einem Trägerregelkreis, der einen Frequenz-NCO-Generator 50 und einen SIN/COS-Generator 60 enthält. Der Frequenz-NCO-Generator und der SIN/COS-Generator bilden zusammen den Frequenz-Korrelator 110.

Nach den Mischungen stehen die Quadraturkomponenten  $I_{out}$ ,  $Q_{out}$  zur Verfügung. Diese werden in einer Integrationsstufe 80 weiterverarbeitet, bevor sie zu einem digitalen Signalprozessor 90 gelangen, der daraus Korrekturwerte  $A_i$  91 für den Trägerregelkreis und Korrekturwerte  $B_i$  92 für den Koderegelkreis berechnet. Eine zusätzliche Einheit 100 erzeugt die verschiedenen, notwendigen Taktfrequenzen für die verschiedenen Einheiten.

Im folgenden wird die Arbeitsweise des erfindungsgemäßen Mehrkanalempfängers näher erläutert; der PRN-Kode wird dabei nachfolgend nur noch Kode genannt.

Zur Entspreizung des bandgespreizten Signals wird das Signal in einem Kode-Korrelator 20 mit  $n$  Kodes in der Zeit  $T_s$  kanalweise und zeitlich seriell gemischt. Fig. 2 zeigt den Aufbau eines Kode-Korrelators. Der Kode-Korrelator arbeitet nach dem Dither-Loop-Prinzip, bei dem Signale aus einem Early- und einem Late-Zweig zur Ermittlung des Kodephasenfehlers notwendig sind. Early- und Late-Kode können an einem Schieberegister 21 abgegriffen werden. Ein Multiplexer 22 wählt den gewünschten Kode-Chip.

Mit einer Oversamplingtaktfrequenz  $f_{os}$ , die  $n$ -mal größer ist als die Abtastfrequenz  $f_s$ , wird der gespeicherte Abtastwert mit einem Kode-Chip eines ersten Kanals multipliziert. Bei einer Quantisierung von 1 Bit kann die Multipliziereinheit 23 durch ein EXOR-Gatter realisiert werden. Nach der Oversamplingperiode

$$T_{os} = \frac{1}{f_{os}}$$

erfolgt die Multiplikation des gespeicherten Abtastwertes mit einem Kode-Chip des nächsten Kanals. Nach der Zeit  $n \times T_{os}$  ist wieder der erste Kanal an der Reihe. Da aber in dieser Zeit ein neuer Abtastwert vorliegt, wird der Kode-Chip für den ersten Kanal mit dem neuen Abtastwert multipliziert. Durch den Kode-Korrelator werden die empfangenen Signale auf die Bandbreite komprimiert, die sie vor der Kodespreizung hatten.

Die Erzeugung der Kode-Chips für die  $n$  Kanäle erfolgt in dem Kode-Generator 30 und wird anhand von Fig. 3 erläutert.

Die Kodes aller zu empfangenden Satelliten sind in

einer ersten ROM-Tabelle 31 gespeichert. Die erste ROM-Tabelle enthält sowohl die ersten Kodes für Satelliten des GPS-Navigationssystems, als auch den Kode für Satelliten des GLONASS-Navigationssystems. Bei der Adressierung der ersten ROM-Tabelle wird die Wahl des Navigationssystems getroffen. Zur Adressierung der ersten ROM-Tabelle 31 müssen eine Adresse für die Kodenummer und eine zweite Adresse für den Kode-Chip erzeugt werden. Die Adressengenerierung für die Kodenummer erfolgt mit einem Multiplexer 32. Mit der Taktfrequenz  $f_{os}$  wählt der Multiplexer 32 die Adresse aus einem der  $n$  Speicher 33 mit den Adressen der Kodenummern der Satelliten, die aktuell empfangen werden, aus.

Die Adressengenerierung für den Kode-Chip erfolgt mit einem ladbaren Zähler 34 und einem Adreßzähler-FIFO-Speicher 35, die mit der Taktfrequenz  $f_{os}$  getaktet werden.

Während einer Oversamplingperiode  $T_{os}$  wird die Adresse für den Kode-Chip eines Kanals aus dem Adreßzähler-FIFO-Speicher ausgelesen. Falls ein Clocksignal 36 für diesen Kanal vorliegt, wird die Adresse inkrementiert. Der Wert am Ausgang des Zählers 34 entspricht der Adresse für die erste ROM-Tabelle 31. Der entsprechende Kode-Chip wird ausgelesen. Gleichzeitig wird die Adresse in den Adreßzähler-FIFO-Speicher 35 geschrieben.

Mit der nächsten Oversamplingperiode  $T_{os}$  erfolgt der gleiche Vorgang für den nächsten Kanal. Nach  $n \times T_{os}$  ist der erste Kanal wieder an der Reihe.

Das Clocksignal 36 für jeden Kanal wird in dem Kode-NCO 40 erzeugt. Die Arbeitsweise des Kode-NCO 40 wird in Fig. 4 erklärt. Der Kode-NCO erzeugt für jeden Kanal ein Signal, das als Clocksignal 36 dient. Die Frequenz dieses Signales ist durch ein Steuerwort  $B_i$  92 für den  $i$ -ten Kanal einstellbar. Das Wort  $B_i$  92 ist ein Maß für die Frequenz des erzeugten Kodes im  $i$ -ten Kanal.

Der Kode-NCO 40 ist realisiert als ein erster Akkumulator 41, der aus einer ersten Summiereinheit 42 und einem ersten Akkumulator-FIFO-Speicher 43 besteht, wobei der Ausgang des Akkumulator-FIFO-Speichers einer der Eingänge der ersten Summiereinheit 42 ist. Der andere Eingang erhält das Wort  $B_i$  92, das mit einem Kode-NCO-Multiplexer 44 aus  $n$  Speichern 45 mit den Korrekturwerten ausgewählt wird.

Mit der Oversamplingtaktfrequenz  $f_{os}$  wird der erste Akkumulator-FIFO-Speicher 43 für den  $i$ -ten Kanal ausgelesen. Zu diesem Wert wird das Wort  $B_i$  92 des jeweiligen Kanals addiert.

Das MSB am Ausgang des ersten Akkumulators 41 dient als Clocksignal 36 zur Adressengenerierung.

Der erste Akkumulator-FIFO-Speicher 43 läuft kanal- und zeitsynchron mit dem Adreßzähler-FIFO-Speicher 35.

Das entstehende, schmalbandige Signal am Ausgang des Kode-Korrelators 20 wird zur Mischung mit den nachgebildeten Trägersignalen der  $n$  Kanäle einem Frequenz-Korrelator 110 zugeführt, der aus einem Frequenz-NCO-Generator 50 und einem SIN/COS-Generator 60 besteht. Der Frequenz-Korrelator selbst ist Bestandteil des Trägerregelkreises und seine Funktionsweise wird mit Hilfe von den Fig. 5 und 6 erklärt. Im Frequenz-Korrelator 110 wird das Eingangssignal im Basisband herabgemischt. Als Ausgangssignal liefert er eine Inphase- (I) und eine Quadraturkomponente (Q) des Signals.

Fig. 5 zeigt ein Blockschaltbild des Frequenz-NCO-

Generators 50. Er arbeitet nach dem gleichen Akkumulatorprinzip wie der Kode-NCO 40. Der Frequenz-NCO-Generator 50 besteht aus einem zweiten Akkumulator 51 mit einer zweiten Summiereinheit 52 und mit einem zweiten Akkumulator-FIFO-Speicher 53, aus mehreren (n) Speichern 55, die Korrekturwerte  $A_i$  91 für jeden Kanal speichern und aus einem Frequenz-NCO-Multiplexer 54, der mit der Taktfrequenz  $f_{os}$  die n Speicher 55 zyklisch zu dem Eingang des zweiten Akkumulators 51 durchschaltet. Die Korrekturwerte  $A_i$  91 sind ein Maß für die Frequenz- und Phasenfehler zwischen dem nachgebildeten Trägersignal des i-ten Kanals und dem empfangenen Signal dieses Kanals. Die Korrekturwerte werden mit der Oversamplingtaktfrequenz  $f_{os}$  kanalweise dem zweiten Akkumulator 51 zugeführt. Dort wird der Wert  $A_i$  91 für den i-ten Kanal und der Wert des zweiten Akkumulator-FIFO-Speichers 53 für diesen Kanal addiert. Aus dem Ausgangswert der zweiten Summiereinheit 52, der wieder in den zweiten Akkumulator-FIFO-Speicher 53 geschrieben wird, werden die vier MSB zur Bildung eines Wortes  $C_i$  56 benutzt, welches das Steuersignal des SIN/COS-Generators 60 bildet.

In Fig. 6 ist der SIN/COS-Generator 60 dargestellt. Statt eines komplexen Multiplizierers für die Herabmischung der Zwischenfrequenz, wird die Multiplikation im erfindungsgemäßen Mehrkanalempfänger durch ein zusätzliches Bit bei der Adressierung von einer zweiten ROM-Tabelle 61 ersetzt.

Die zweite ROM-Tabelle 61 enthält die Sinus-Kosinuswerte zur Nachbildung der Trägersignale der n Kanäle. Zur Adressierung der zweiten ROM-Tabelle 61 wird einerseits das Wort  $C_i$  56 aus dem zweiten Akkumulator benutzt, andererseits werden die aktuellen Werte der Inphase- und der Quadraturkomponente 62 für den i-ten Kanal als zusätzliche Bits zugeführt.

Die Ausgänge der zweiten ROM-Tabelle 61 dienen als Eingänge für Summiereinheiten 63, welche die Inphase- und Quadraturkomponenten  $I_{out}$ ,  $Q_{out}$  64 des Signals am Ausgang liefern. Wenn der Empfänger keinen Quadraturzweig im Analogteil 10 in Fig. 1 enthält, entfallen die Summiereinheiten 63 und die Hälfte der zweiten ROM-Tabelle 61.

In Fig. 7 ist der erfindungsgemäße Aufbau der Werte der zweiten ROM-Tabelle 61 näher beschrieben.

Die zweite ROM-Tabelle 61 enthalten Werte mit 4-bit-Wortbreite, die eine gute Näherung der Sinusform ermöglichen und deshalb weniger Oberwellen im Ausgangssignal liefern als eine Mischung mit einem Rechtecksignal. Darüber hinaus enthalten die Werte aus der zweiten ROM-Tabelle 61 einen Offset 71, wodurch die Werte nichtnegativ werden. Der Offset wird so gewählt, daß der kleinste Tabellenwert gerade null wird. Der Offset sorgt dafür, daß bei der nachfolgenden Verarbeitung nur positive Werte aufsummiert werden müssen. Er kann später von den Meßwerten abgezogen werden.

Die Adressierung der zweiten ROM-Tabelle 61 und die Erzeugung der Inphase- und Quadraturkomponenten  $I_{out}$ ,  $Q_{out}$  64 für jeden Kanal erfolgen mit der Oversamplingtaktfrequenz  $f_{os}$ . Dadurch wird das Signal für jeden Abtastwert mit den Trägersignalen aller n Kanäle gemischt. Die Mischung der Trägersignale im Trägerregelkreis erfolgt kanal- und zeitsynchron mit der Kodemischung im Koderegelkreis.

Am Ausgang des Frequenz-Korrelators 110 stehen zwei Signale  $I_{out}$ ,  $Q_{out}$  64 zur Verfügung. Sie sind stets positive Zahlen und werden in getrennten Zweigen in der Integrationsstufe 80, deren Blockschaltbild Fig. 8

darstellt, akkumuliert.

Die Integrationsstufe 80 besteht aus zwei identischen Zweigen 80A, 80B. Nachfolgend wird exemplarisch nur der Zweig 80A beschrieben. Der Zweig 80A der Integrationsstufe 80 enthält einen dritten Akkumulator 81, der nach dem gleichen Akkumulatorprinzip arbeitet wie der erste und der zweite Akkumulator. Der dritte Akkumulator besteht aus einer dritten Summiereinheit 82 und einem dritten Akkumulator-FIFO-Speicher 83. Weiterhin enthält der Zweig 80A der Integrationsstufe einen Demultiplexer 84, der die Informationen, die zu den verschiedenen n Kanälen gehören, in n verschiedene Zähler 85 weiterleitet. Die n Zähler 85 für n Kanäle zählen die Überträge aus den Akkumulatoren 81 für jeden Kanal. Zu äquidistanten Meßzeitpunkten wird der Inhalt der Zähler in Speichern 86 abgelegt. Der digitale Signalprozessor 90 kann dann auf alle Speicher mit einer kleineren Taktfrequenz als die Abtastfrequenz zugreifen, um daraus die Korrekturwerte  $A_i$  91 und  $B_i$  92 für diesen Meßzeitpunkt zu bestimmen.

Der dritte Akkumulator 81 in jedem Zweig 80A, 80B addiert die stets positiven Werte aus dem Frequenz-Korrelator 110. Die Zähler 85 sind deswegen als reine Aufwärtszähler realisiert. In ihnen werden über 4000 Werte gemittelt, um eine Erhöhung des Signal-Rausch-Verhältnisses zu erzielen. Statt eines 17-bit-breiten dritten Akkumulators (entsprechend der Addition von über 4000 5-bit Werte) wird die Tatsache ausgenutzt, daß die zu mittellenden Werte verrauscht sind, um einen nur 5-bit-breiten dritten Akkumulator 81 einzusetzen, der das Ergebnis der Summation rundet. Nur die Überträge der Addition für jeden Kanal werden dem nachgeschalteten Demultiplexer 84 weitergeleitet.

Der prinzipielle Fehler für jeden Kanal, der bei der Rundung der Summe entsteht, ist der Restinhalt des dritten Akkumulator-FIFO-Speichers 83 zur Zeit des Abspeicherns des Inhaltes der Zähler 85 in den Speichern 86.

Der digitale Signalprozessor 90 erhält die gemittelten Werte für den Inphase- und den Quadraturzweig für alle n Kanäle. Daraus werden die Korrekturwerte  $A_i$  91 und  $B_i$  92 errechnet. Der Offset aus den Werten der zweiten ROM-Tabellen 61 wird bei der Bestimmung der Korrekturwerte im digitalen Signalprozessor 90 abgezogen.

Der erfindungsgemäße Mehrkanalempfänger wurde mit Hilfe einer konkreten Realisierung beschrieben. Weitere Ausgestaltungen der Erfindung können vom Fachmann aus den Ansprüchen nachvollzogen werden.

#### Patentansprüche

##### 1. Mehrkanalempfänger für bandgespreizte Signale mit

- einem Mischer (13) zur Umsetzung des Signals auf eine Zwischenfrequenzlage (ZF),
- Mitteln zur Erzeugung einer quantisierten Folge von Abtastwerten mit einer Abtastperiode  $T_s$ ,
- Korrelationsmitteln (20, 30, 40, 50, 60) zur Rückgewinnung von n PRN-Kodes aus dem quantisierten Signal in einem Koderegelkreis und von n Trägersignalen in einem Trägerregelkreis, wobei Quadraturkomponenten  $I_{out}$ ,  $Q_{out}$  (64) entstehen,
- Mitteln zur Verarbeitung der Quadraturkomponenten  $I_{out}$ ,  $Q_{out}$  (64) in einer Integrationsstufe (80),
- Mitteln zur Berechnung von Korrekturwer-

ten für den Koderegelkreis und für den Trägerregelkreis,

- Mitteln (100) zur Erzeugung von unterschiedlichen Taktfrequenzen,

dadurch gekennzeichnet, daß in den Korrelationsmitteln die Korrelation eines jeden Abtastwertes mit den im Koderegelkreis nachgebildeten Kodes aller n Kanäle und die Korrelation eines jeden Abtastwertes mit den im Trägerregelkreis nachgebildeten Trägersignalen aller n Kanäle innerhalb der Abtastperiode  $T_s$  erfolgt.

2. Mehrkanalempfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Koderegelkreis

- einen Kode-Korrelator (20),
- einen Kode-Generator (30) und
- einen Kode-NCO (40) (Numerical Control Oscillator)

enthält.

3. Mehrkanalempfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Trägerregelkreis

- einen Frequenz-NCO-Generator (50) und
- einen SIN/COS-Generator (60)

enthält.

4. Mehrkanalempfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Integrationsstufe (80) aus

- mehreren Akkumulatoren (81),
- mehreren Demultiplexern (84),
- Zählern (85) und
- Speichern (86)

besteht.

5. Mehrkanalempfänger nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Kode-Korrelator (20), der mit einer Taktfrequenz  $f_{os}$  getaktet wird, die ein ganzes Vielfaches von der Abtastfrequenz ist, zur Ermittlung des Kodephasenfehlers nach dem Dither-Loop-Prinzip arbeitet.

6. Mehrkanalempfänger nach Anspruch 2, gekennzeichnet durch einen Kode-NCO (40), der einen ersten Akkumulator (41) enthält, der Korrekturwerte  $B_i$  (92) speichert und Clocksignale (36) zur Adressierung einer ersten ROM-Tabelle (31) im Kode-Generator (30) ausgibt.

7. Mehrkanalempfänger nach Anspruch 3, gekennzeichnet, durch einen Frequenz-NCO-Generator (50), der einen zweiten Akkumulator (51) enthält, der Korrekturwerte  $A_i$  (91) speichert und ein Wort  $C_i$  (56) zur Adressierung einer zweiten ROM-Tabelle (61) im SIN/COS-Generator (60) ausgibt.

8. Mehrkanalempfänger nach Anspruch 7, gekennzeichnet durch einen Offset (71) in der zweiten ROM-Tabelle (61), durch den alle Werte nichtnegativ sind.

9. Mehrkanalempfänger nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Zähler (85) für jeden Kanal nur Überträge aus den Akkumulatoren (81) zählen.

10. Mehrkanalempfänger nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Inhalt der Zähler (85) mit einer kleineren Frequenz als die Abtastfrequenz in den Speichern (86) gleichzeitig gespeichert wird.

11. Mehrkanalempfänger mit einem Akkumulator nach den Ansprüchen 4, 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Akkumulator aus einer Summiereinheit und einem FIFO-Speicher besteht, wobei der Ausgang des FIFO-Speichers einer der Eingänge der Summiereinheit ist.

12. Mehrkanalempfänger für bandgespreizte Signale nach einem der vorangegangenen Ansprü-

che, dadurch gekennzeichnet, daß er sowohl Signale aus Sendern eines GPS-Navigationssystems als auch Signale aus Sendern eines GLONASS-Navigationssystems empfangen und bearbeiten kann, indem die Kodes beider Navigationssysteme in der ersten ROM-Tabelle (31) gespeichert und aus ihr ausgelesen werden.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

— Leerseite —

---

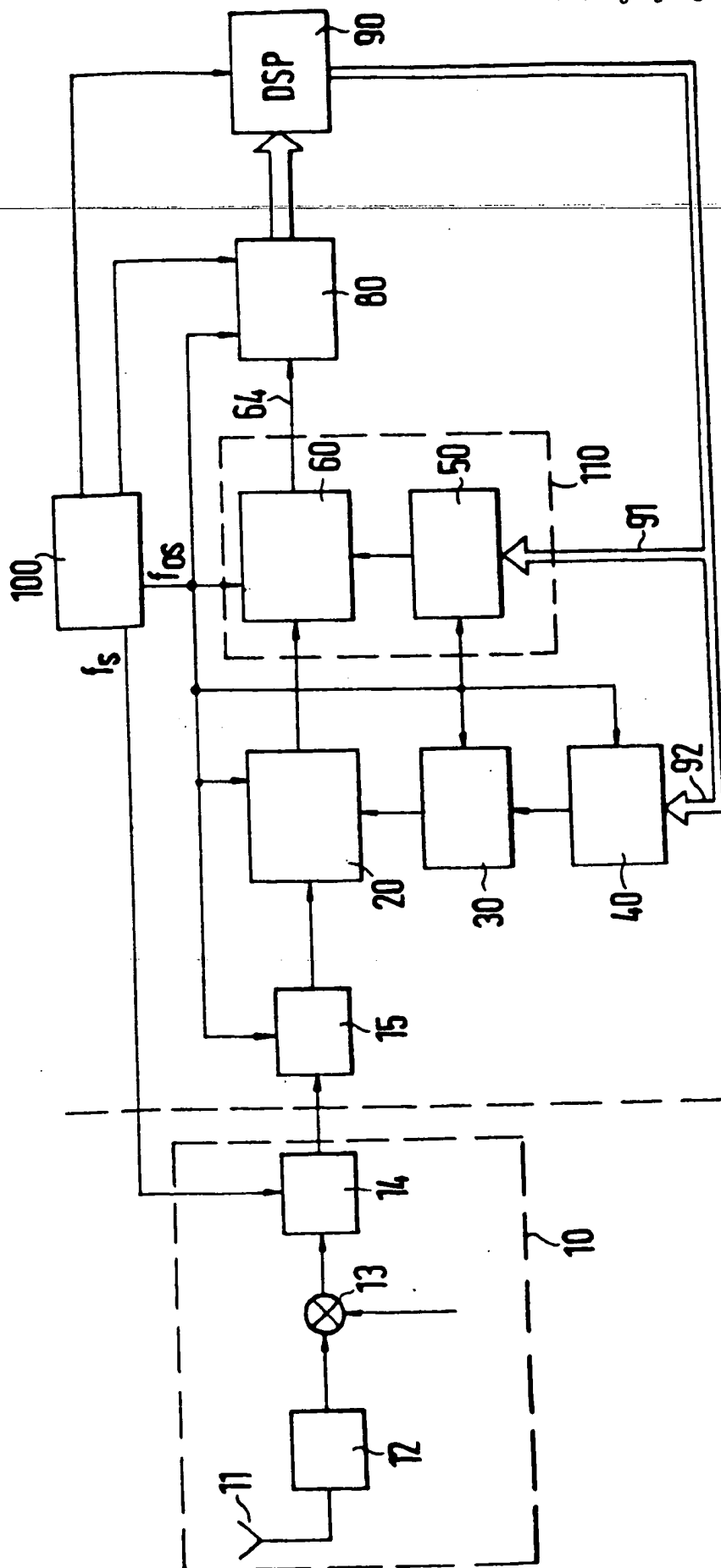


FIG. 1

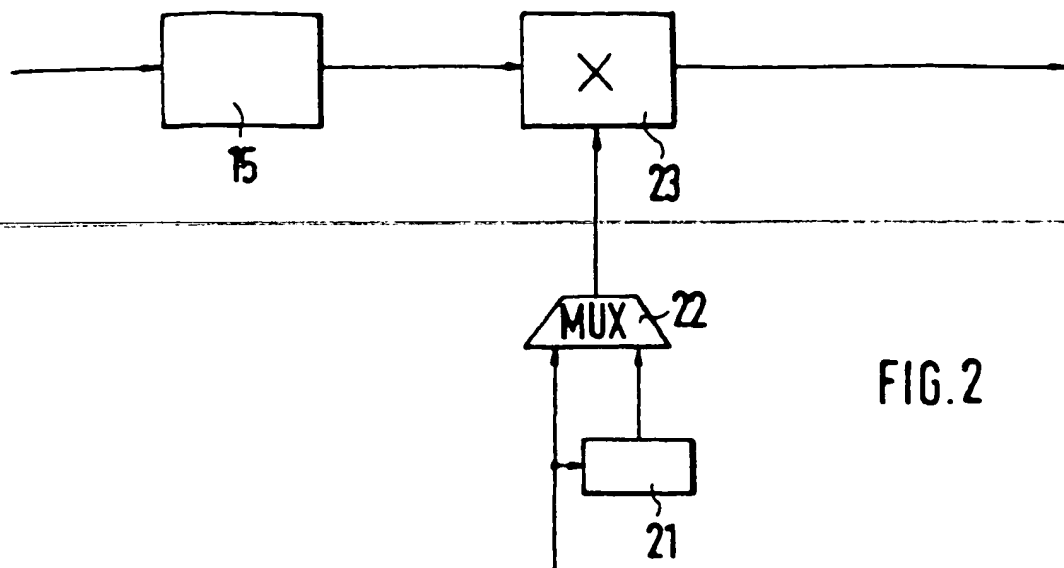


FIG. 2

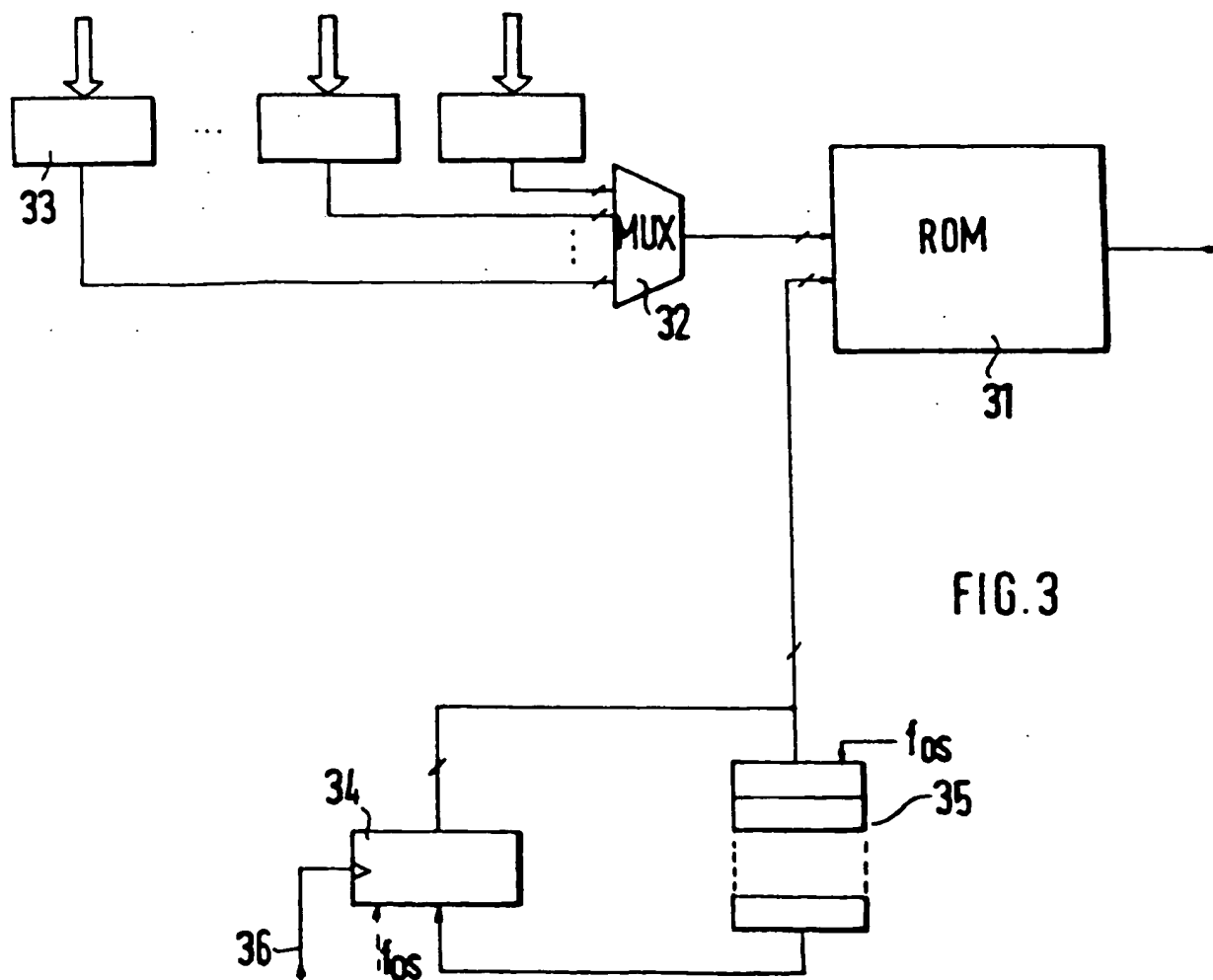


FIG. 3

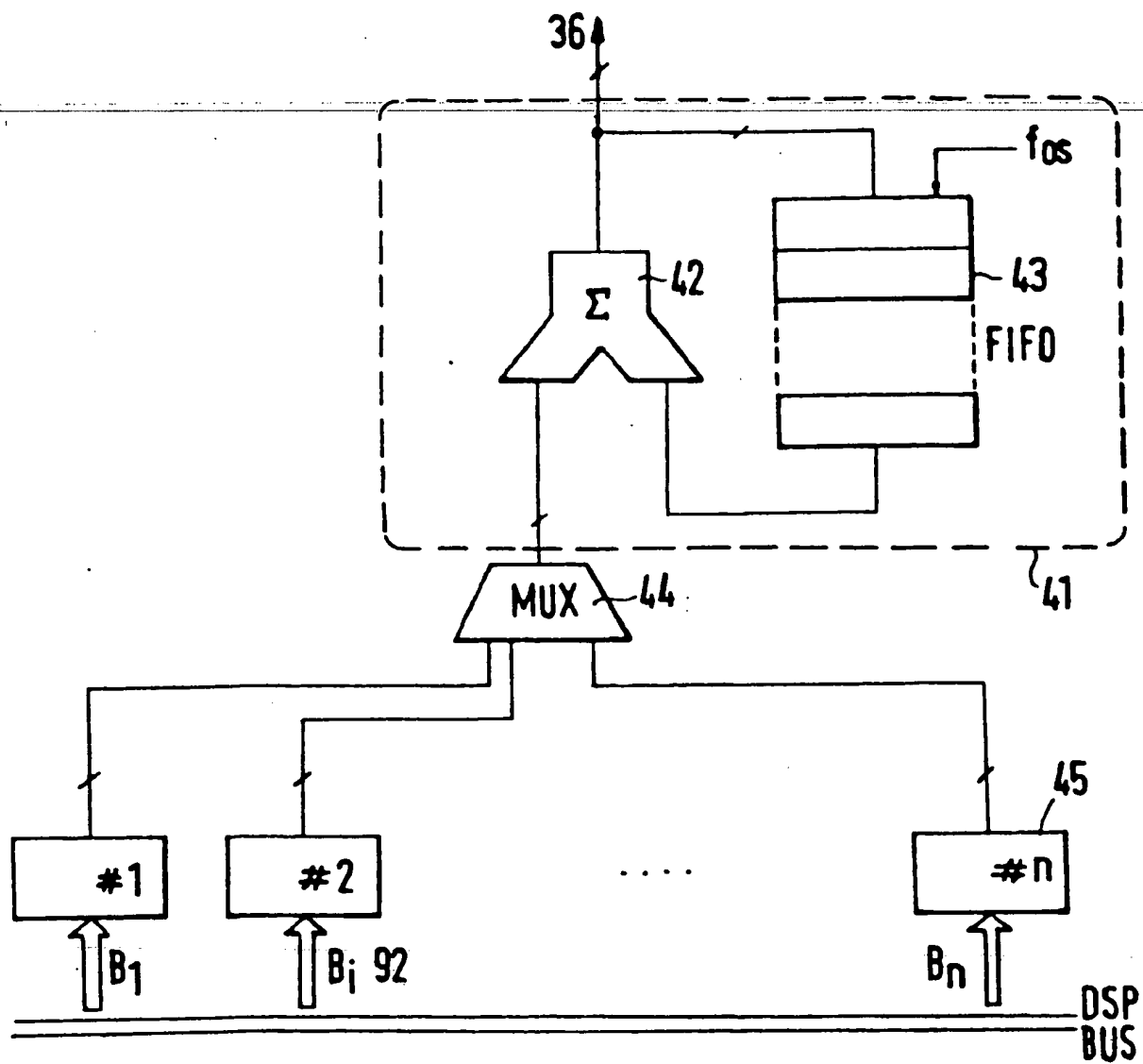


FIG.4

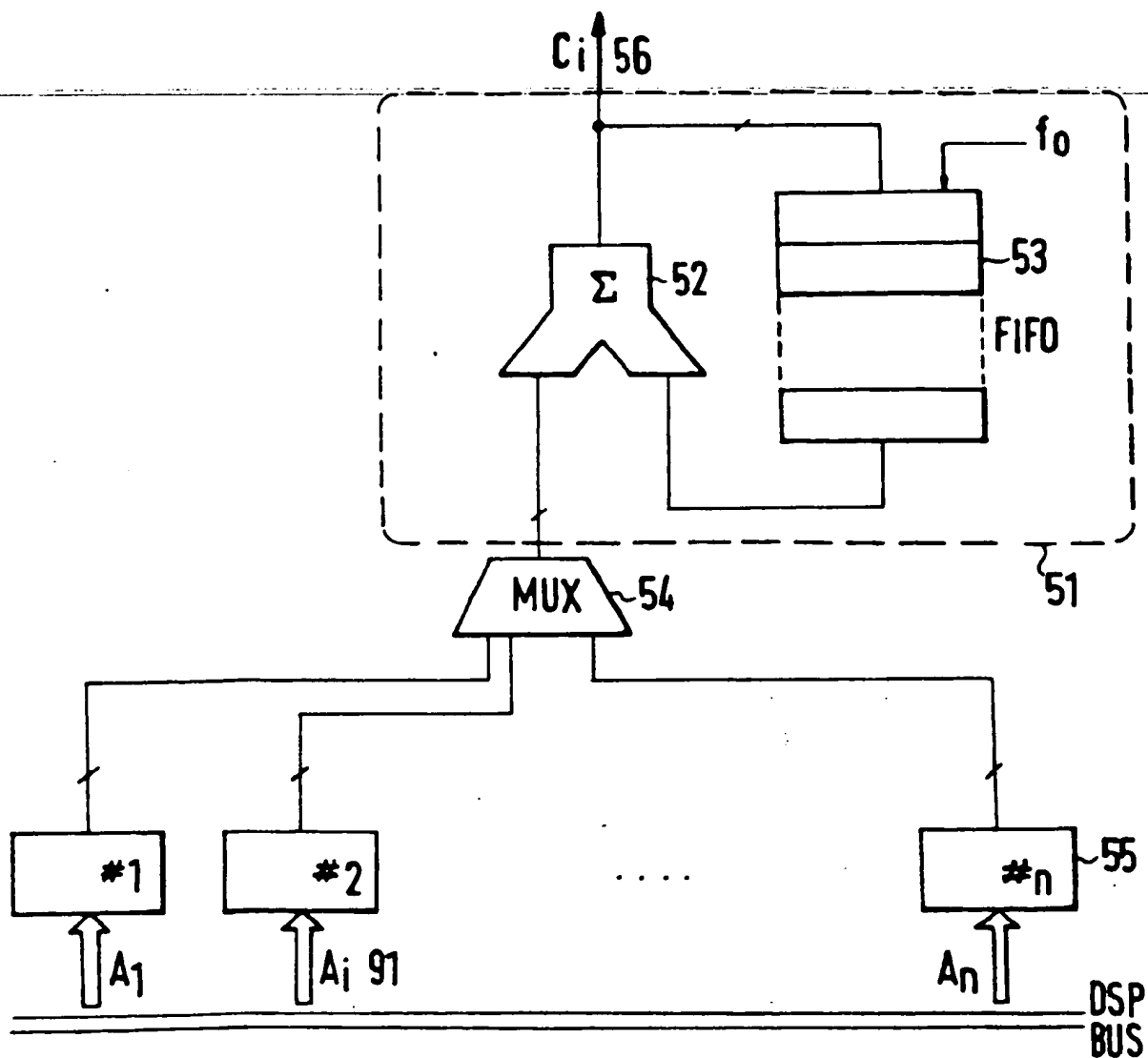


FIG.5

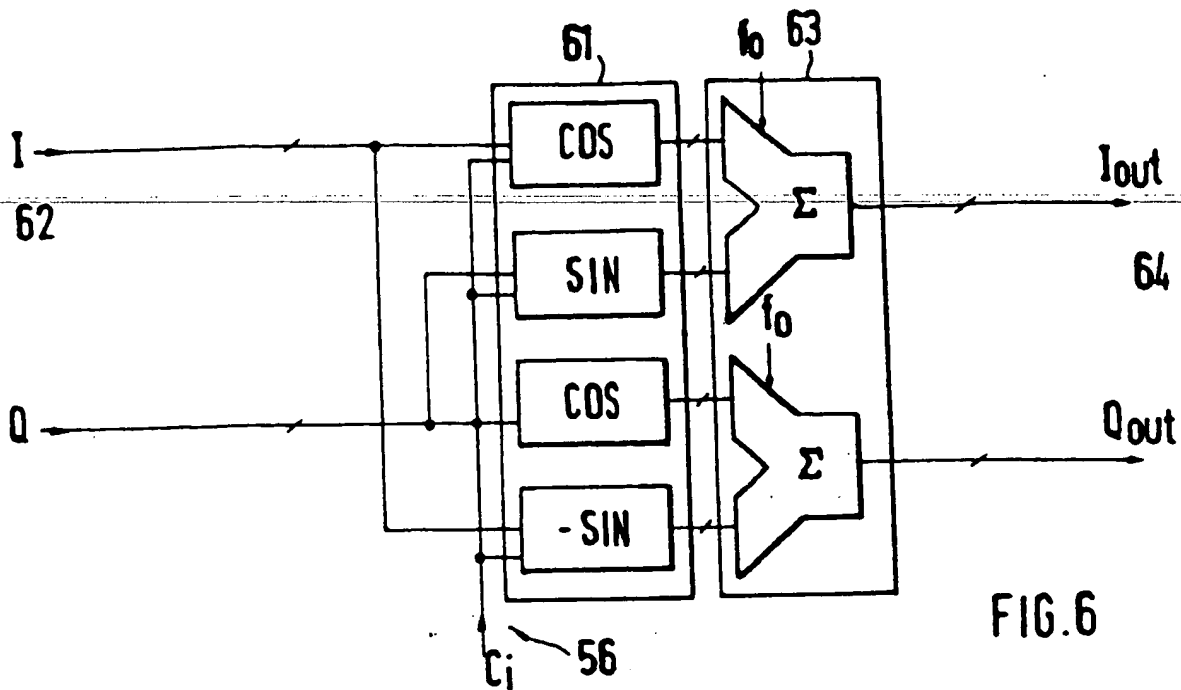


FIG. 6

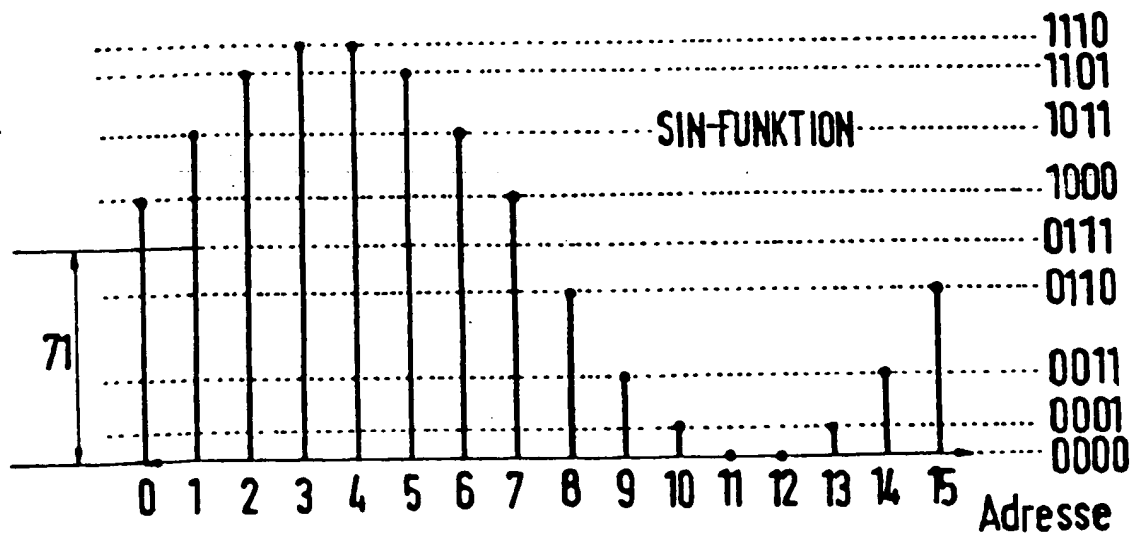


FIG. 7

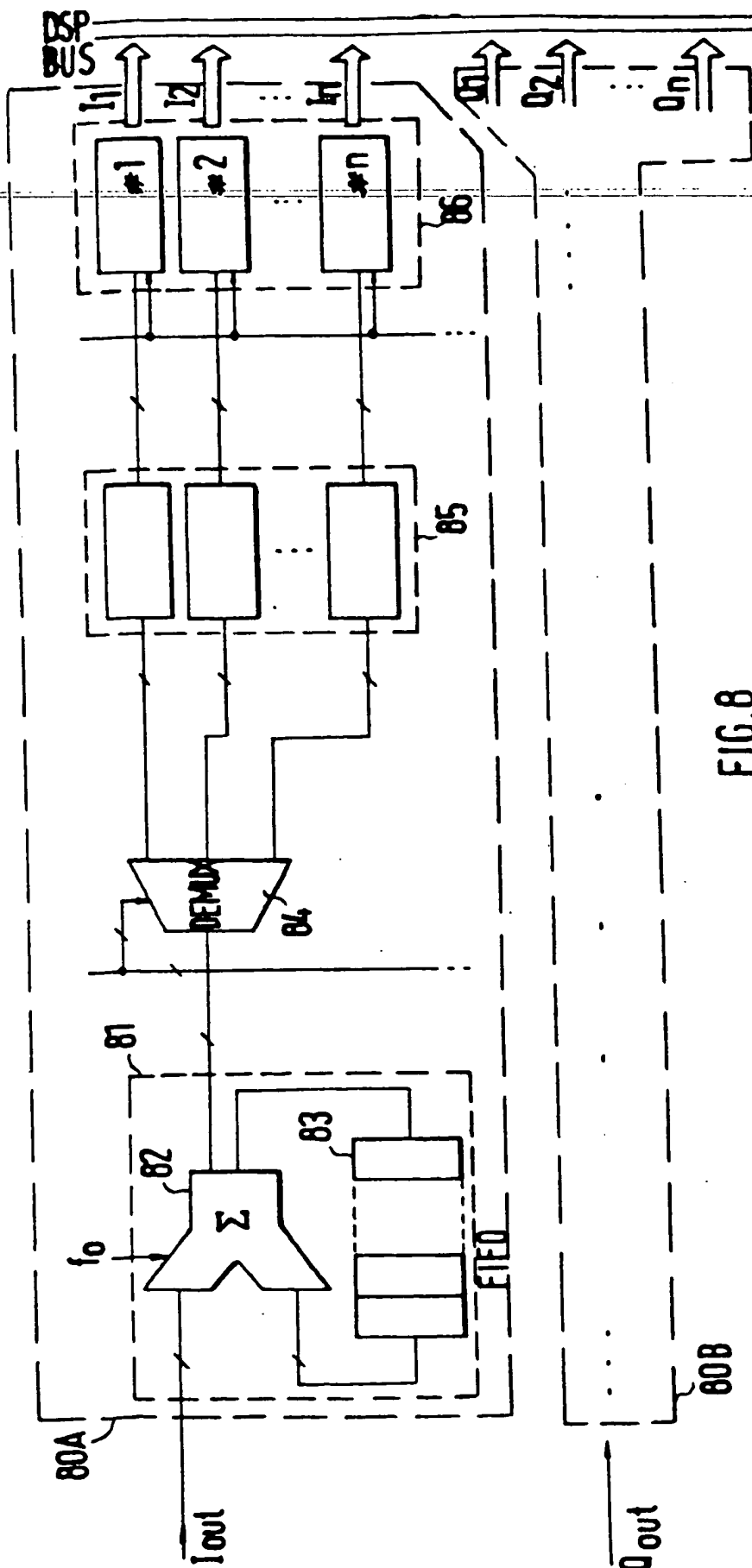


FIG. 8

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**